

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-234457

(43)Date of publication of application : 20.08.2002

(51)Int.Cl.

B62D 6/00
B62D 5/04
// B62D101:00
B62D119:00

(21)Application number : 2001-034053

(71)Applicant : NSK LTD

(22)Date of filing : 09.02.2001

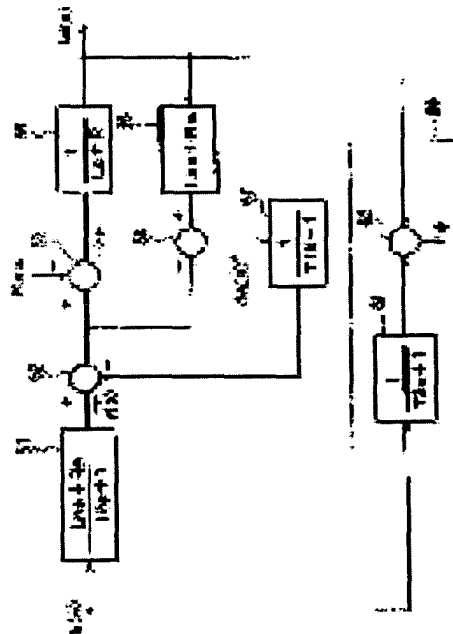
(72)Inventor : SAKAGUCHI TORU
ENDO SHUJI

(54) CONTROLLING DEVICE FOR ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a controlling device for an electric power steering device comparing a motor electric current estimated value found by computing with an actual motor electric current value for monitoring an operating condition of a driving system.

SOLUTION: A motor electric current command value $I_r(s)$ as a control target value of a motor output is inputted to a feed-forward compensator 51 to be inputted to a control object (motor) 50 via an adder 52 and an addition element 53. A motor electric current value $I_d(s)$ of the control object 50 can be computed according to a predetermined computing equation on the basis of the motor electric current command value $I_r(s)$. The computed motor electric current value $I_d(s)$ is used as a motor electric current estimated value $I_{ed}(s)$ to be compared with the motor electric current value $I_d(s)$ (actual electric current value i), and when a difference e between them exceeds a previously set value, it is determined that a failure occurs in the driving system.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

*** NOTICES ***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

[Claim(s)]

[Claim 1] The control unit of the electric power-steering equipment which controls the output of the motor which gives the steering auxiliary force to a steering mechanism based on the steering torque generated in a steering shaft at least, and the detected vehicle speed characterized by providing the following. A motor current instruction value operation means to calculate the motor current instruction value which is a control-objectives value of a motor output based on the detected steering torque and the detected vehicle speed. A motor current estimate operation means to calculate the estimate of motor current based on the aforementioned motor current instruction value. Motor current detection means. A surveillance means to detect failure of a drive system based on the difference of the motor current estimate by which the operation was carried out [aforementioned], and the detected motor current value.

[Claim 2] The aforementioned surveillance means is the control unit of the electric power-steering equipment according to claim 1 characterized by being a surveillance means to judge with failure of a drive system when the difference of the calculated motor current estimate and the detected motor current value is over the predetermined allowed value set up beforehand.

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[The technical field to which invention belongs] This invention relates to the control unit of electric power-steering equipment.

[0002]

[Description of the Prior Art] The electric power-steering equipment for vehicles detects the steering torque and the vehicle speed which are generated in a steering shaft by operation of a steering handle, drives a motor based on the detecting signal, and assists the control force of a steering handle. Although control of such electromotive power-steering equipment is performed by the electronic control circuit, the outline of the control calculates the size of the steering torque detected by the torque sensor, and the current supplied to a motor based on the vehicle speed detected by the vehicle speed sensor, and controls the current supplied to a motor based on the result of an operation.

[0003] Namely, when a steering handle is operated and steering torque has occurred, an electronic control circuit The steering auxiliary force in which it is big when the detected vehicle speed is zero or a low speed is supplied. According to the control force and the vehicle speed of a steering handle, the motor current instruction value which is a control-objectives value of a motor output is calculated so that the steering auxiliary force in which it is small when the detected vehicle speed is quick may be supplied. By performing current feedback control so that the difference of the motor current instruction value which is this result of an operation, and the actual-current value which actually flows on a motor may become zero, the optimal steering auxiliary force according to the run state can be given.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, with the control unit of the above-mentioned conventional electric power-steering equipment, it is the motor current instruction value I_r . A motorised circuit is normal, and since steering torque and the vehicle speed are made into a parameter and the rotational speed of a motor is not taken into consideration by the operation, ***** may also make an incorrect **** judgment on it, if abnormal current is flowing on the motor.

[0005] That is, as shown in drawing 8 , since the counter-electromotive force according to the rotational speed of a motor occurs, the actual-current value i which flows to a DC motor has the property which will decrease if rotational speed becomes high.

[0006] On the other hand, it is the motor current instruction value I_r . Since the rotational speed of a motor is not taken into consideration, if it is determined based on steering torque and the vehicle speed, and the influence of the counter-electromotive force generated by rotation of a motor in current feedback control is not compensated, it is the motor current instruction value I_r . A difference with the actual-current value i of a motor becomes large, and un-arranging [which makes an incorrect intermediary judgment to abnormal current flowing on the motor] arises.

[0007] Moreover, if battery voltage and the property constant of a motor are changed, the control characteristic gets worse and it is the motor current instruction value I_r . A difference with the actual-current value i of a motor becomes large, and un-arranging [which makes an incorrect intermediary judgment to abnormal current flowing on the motor] arises.

[0008] this invention aims at canceling above-mentioned un-arranging.

[0009]

[Means for Solving the Problem] This invention is what solves the above-mentioned technical problem. invention of a claim 1 In the control unit of the electric power-steering equipment which controls the output of the motor which gives the steering auxiliary force to a steering mechanism based on the steering torque generated in a steering shaft at least, and the detected vehicle speed The detected steering torque and a motor current instruction value operation means to calculate the motor current instruction value which is a control-objectives value of a

motor output based on the detected vehicle speed, A motor current estimate operation means to calculate the estimate of motor current based on the aforementioned motor current instruction value, It is the control unit of the electric power-steering equipment characterized by having a motor current detection means and a surveillance means to detect failure of a drive system based on the difference of the motor current estimate by which the operation was carried out [aforementioned], and the detected motor current value.

[0010] And the aforementioned surveillance means is a surveillance means to judge with failure of a drive system, when the difference of the calculated motor current estimate and the detected motor current value is over the predetermined allowed value set up beforehand.

[0011]

[Embodiments of the Invention] Hereafter, the gestalt of implementation of this invention is explained. Drawing 1 is drawing explaining the outline of the composition of the electric power-steering equipment suitable for carrying out this invention, and the shaft 2 of the steering handle 1 is combined with the tie rod 8 of a steering wheel through the slowdown gear 4, universal joints 5a and 5b, and the pinion rack mechanism 7. The motor 10 with which the torque sensor 3 which detects the steering torque of the steering handle 1 is formed in the shaft 2, and a control force is assisted has combined with the shaft 2 through a clutch 9 and the slowdown gear 4.

[0012] As for the electronic control circuit 13 which controls power-steering equipment, power is supplied through an ignition key 11 from a battery 14. An electronic control circuit 13 is based on the vehicle speed detected by the steering torque detected by the torque sensor 3, and the vehicle speed sensor 12, and is the motor current instruction value I_r . Motor current instruction value I_r calculated and calculated (henceforth a current instruction value) The current control value E which it is based and is supplied to a motor 10 is controlled.

[0013] A clutch 9 is controlled by the electronic control circuit 13. When the clutch 9 is combined by the normal operating state and it is judged as failure of power-steering equipment by the electronic control circuit 13, a power supply is separated from OFF at the time of intermediary ****.

[0014] Drawing 2 is the block diagram having shown the composition of an electronic control circuit 13. In this example, although an electronic control circuit 13 mainly consists of CPUs, it has shown the function performed by the program in the interior of the CPU here. For example, a phase compensator 21 does not show the phase compensator 21 as independent hardware, and shows the phase compensation function performed by CPU. In addition, it cannot be overemphasized that an electronic control circuit 13 is not constituted from a CPU, but these functional elements can be constituted from hardware (electronic circuitry) which became independent, respectively.

[0015] Hereafter, the function and operation of an electronic control circuit 13 are explained. In

order to raise the stability of a steering system by the phase compensator 21, phase compensation of the steering torque signal inputted from the torque sensor 3 is carried out, and it is inputted into the current instruction value computing element 22. Moreover, the vehicle speed detected by the vehicle speed sensor 12 is also inputted into the current instruction value computing element 22.

[0016] The current instruction value computing element 22 is the current instruction value I_r which is a control-objectives value of the current supplied to a motor 10 by predetermined operation expression based on the parameter of the inputted torque signal, a vehicle speed signal and the motor angular-velocity estimate ω , and others. It calculates.

[0017] 30 is a control section and is the current instruction value I_r . It considers as an input signal, the current control value E is acquired, and the motor which is a controlled system is driven. For the conventional control section, the actual-current value i which consists of a comparator, a derivative compensation machine, a proportionality computing element, and an integration-operator machine, and actually flows on a motor is the motor current instruction value I_r . Current feedback control is made into the control section to which, as for a control section 30, line intermediary **** performs robust control in this invention so that it may be in agreement. About this, it will explain in detail later.

[0018] The current control value E outputted from a control section 30 is supplied to the motorised circuit 41, and drives a motor 10. The actual-current value i of a motor 10 is detected by the motor current detector 42, and is fed back to a control section 30.

[0019] An example of the composition of the motorised circuit 41 is shown in drawing 3. The motorised circuit 41 consists of FET gate drive circuit 45 grade which carries out the opening-and-closing drive of the gates, such as the transducer 44 and FET1 which carry out separation conversion of the current control value E inputted from the control section 30 at a PWM signal (PDM signal) and the direction signal of current - FET4, and it. In addition, the pressure-up power supply 46 is FET1 and FET2. It is the power supply which drives a high side side.

[0020] A PWM signal is FET (field-effect transistor) switching element FET1 carried out - FET2 H bridge connection. It is the signal which drives the gate and the duty ratio (time [to carry out ON/OFF of the gate of FET] ratio) of a PWM signal is determined by the absolute value of the current control value E calculated in the control section 30.

[0021] The direction signal of current is a signal which shows the direction of the current supplied to a motor, and is a signal determined by the sign (positive/negative) of the current control value E calculated by the control section 30.

[0022] FET1 FET2 It is the switching element with which ON/OFF of the gate is carried out based on the duty ratio of said PWM signal, and is a switching element for controlling the size of the current which flows on a motor. Moreover, FET3 FET4 It is the switching element with

which it is based on said direction signal of current, and the gate is turned on or turned off (another side is set to being turned off when one side is ON), and is the switching element which switches the direction of the current which flows on a motor, i.e., a motor rotation direction.

[0023] FET3 When it is in switch-on, current is FET1, a motor 10, FET3, and resistance R1. It passes, and it flows and the current of the right direction flows on a motor 10. Moreover, FET4 When it is in switch-on, current is FET2, a motor 10, FET4, and resistance R2. It passes, and it flows and the current of the negative direction flows on a motor 10.

[0024] The motor current detector 42 is resistance R1. The size of the right direction current is detected based on the voltage drop in ends, and it is resistance R2. The size of the negative direction current is detected based on the voltage drop in ends. The detected motor actual-current value i is fed back and inputted into a control section 30 (refer to drawing 2).

[0025] When a steering handle is operated and steering torque has occurred, the electronic control circuit explained above When the vehicle speed by which the detected steering torque was large and was detected is zero or a low speed, it is the current instruction value I_r . It sets up greatly. When the detected steering torque is small and the detected vehicle speed is quick, it is the current instruction value I_r . Since it sets up small, the optimal steering auxiliary force according to the run state can be given.

[0026] Next, although the control section 30 of this invention is explained, the composition of 30f of the conventional current feedback control sections is first explained before it.

[0027] Drawing 4 is the block diagram having shown the composition of the conventional feedback control system by the transfer function, in ***** and 23, a proportional element (K_p) and 26 show an integral element (K_t/s), 27 shows an adder, and a comparator and 24 are constituted [30f of feedback control sections] for a derivative element (K_Ds) and 25 by the above circuit element. Moreover, 29 shows the motor which is a controlled system, 29a is a proportionality constant (K) and 29b is a motor element (the internal resistance of a motor and s of the inductance of a motor and R are the Laplacian operators, and L shows a motor element by $1/(Ls+R)$).

[0028] Moreover, by drawing 4 , although counter-electromotive force $K_e \omega$ is impressed to the input side of a controlled system through the adder 28, this is what showed in equivalent the influence of the counter-electromotive force generated by rotation of a motor, and it is shown that the counter-electromotive force generated by rotation of a motor appears in the current control value of an input side. In addition, K_e The counter-electromotive-force constant of a motor and ω are the angular velocity of a motor, and ω_{aa} . The angular acceleration of a motor is shown.

[0029] At this control system, it is the current instruction value I_r . It considers as an input signal, the actual-current value i which actually flows on the motor which is a controlled system is fed back to this, both differential value, proportionality value, and integration value of a difference

of a signal are added, and the current control value E is acquired. And the motor which is a controlled system is driven with this current control value.

[0030] However, in the conventional feedback control system, there is a possibility of losing the stability of a system to change of change of battery voltage, a temperature change, etc.

[0031] Then, in this invention, by constituting from a robust control system which replaces a control section 30 with the above-mentioned conventional feedback control system, and shows it to drawing 5, the response characteristic of a control system is maintained and change elements, such as change of battery voltage and a temperature change, secured the stability of a system also for *****.

[0032] Drawing 5 is the block diagram having shown the composition of a robust control system by the transfer function. 50 shows the motor which is a controlled system and is s about the inductance L , the internal resistance R of a motor, and the Laplacian operator of a motor. A motor element is expressed with $1/(Ls+R)$ when it carries out.

[0033] 51 is the current instruction value $I_r(s)$ Receiving motor current value $I_d(s)$ It is a feedforward compensator for defining a response characteristic. It is L_n here. The design value of the inductance of a motor, and R_n The design value of the internal resistance of a motor, and T A time constant and s It is the Laplacian operator.

[0034] 52 -- output [of the feedforward compensator 51] $r(s)$ Output d_a of the adder 56 which it ***** with the adder adding the output of the filter 57 mentioned later, and is mentioned later (s) pass a filter 57 -- it feeds back to an adder 52 -- having -- controller output $r(s)$ It is added. A changed part which a controlled system 50 has by this, and a changed part of the counter-electromotive force generated by rotation of a motor are compensated.

[0035] The counter-electromotive force $K_e \omega$ which is an addition element and is generated by rotation of a motor in the input side of a controlled system is added to the output of an adder 52, and 53 is the motor current value $I_d(s)$ Appearing is shown and it is the motor current value $I_d(s)$ The appearing influence of counter-electromotive force $K_e \omega$ is shown in equivalence. It is K_e here. The counter-electromotive-force constant of a motor and ω show the angular velocity of a motor. The output of the addition element 53 is the current control value E which specifies the current supplied to a motor.

[0036] 55 is the circuit element which shows the reverse property of the motor property for which it wishes, is adopting and designing the mathematical model of the electrical property except the term of counter-electromotive force from the purpose which prevents the influence of the counter-electromotive force of a motor in this example, and is L_n and R_n . They are the design value of the inductance of a motor, the design value of the internal resistance of a motor, and s , respectively. It is the Laplacian operator.

[0037] 56 is an adder and calculates the difference of the output of circuit element 55, and the output of an adder 52, i.e., the difference of the motor control property in controller output

criteria for which it wishes, and the actual control characteristic. The output d_a of an adder 56 (s) is expressed with the following formulas (1).

[0038]

[Equation 1]

$$\begin{aligned} d_a(s) &= (L_n s + R_n) \cdot I_d(s) - \left(\frac{L s + R}{K} I_d(s) + K_e \omega \right) \\ &= \left(\left(L_n + \frac{L}{K} \right) s + \left(R_n - \frac{R}{K} \right) \right) \cdot I_d(s) - K_e \omega \\ &\dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

[0039] A formula (1) shows that the output d_a of an adder 56 (s) is the sum of the changed part and counter-electromotive force of a controlled system. Here, L and R are the inductance of the motor of a controlled system, the internal resistance of a motor, L_n , and R_n , respectively. They are the design value of the inductance of a motor, the design value of the internal resistance of a motor, and s , respectively. Counter-electromotive force and K of the Laplacian operator and $K_e \omega$ are constants.

[0040] 57 is the filter which stabilizes operation of the control system which feeds back the output d_a of an adder 56 (s), and the property is $Q(s)$. It is expressed. Filter shape Q [in / drawing 5 / the primary low pass filter is used in this example, and $Q(s) = 1/(T_1 s + 1)$ is filter shape $Q(s)$ expressed with the transfer function. An example is shown. Here, it is T_1 . A time constant and s It is the Laplacian operator.

[0041] Property $Q(s)$ By feeding back the output of the filter 57 which it has, it is constituted so that it may suppress with change and counter-electromotive force of a controlled system and may be made in agreement with the property of the defined mathematical model. Hereafter, this is explained.

[0042] When the output of a filter 57 is fed back, it is the motor current value $I_d(s)$. It is expressed with the following formulas (2).

[0043]

[Equation 2]

$$\begin{aligned} I_d(s) &= \frac{P_n(s) (1 + \Delta(s))}{1 + Q(s) \Delta(s)} r(s) + \frac{P_n(s) (1 - Q(s)) (1 + \Delta(s))}{1 + Q(s) \Delta(s)} \cdot K_e \omega \\ &\dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

[0044] P_n in a formula (2) (s) It is the mathematical model of a motor property. Moreover, $\Delta(s)$ is defined by the following formulas (3). here -- $\Delta(s)$ the difference of a mathematical model and an actual property -- multiplication -- it is a part for the perturbation when expressing using the-like perturbation model

[0045]

[Equation 3]

$$\Delta(s) = \frac{\frac{L}{K} s + \frac{R}{K}}{L n s + R n} - 1 \dots\dots\dots (3)$$

[0046] Property [of a filter] $Q(s)$ In approximation, in the case of 1, it can express with the following approximations (4) and a formula (2) is the motor current value $I_d(s)$. It can ask.

[0047]

[Equation 4]

$$I_d(s) \approx P_n(s) r(s) \approx \frac{1}{L n s + R n} r(s) \dots\dots\dots (4)$$

[0048] Output [of a feedforward compensator] $r(s)$ Current instruction value $I_r(s)$ Property $(L n s + R n)/(T_2 s + 1)$ of a feedforward compensator can be expressed with the formula (5) of the following which carried out multiplication. Here, it is T_2 . A time constant and s It is the Laplacian operator.

[0049]

[Equation 5]

$$r(s) = \left(\frac{L n s + R n}{T_2 s + 1} \right) I_r(s) \dots\dots\dots (5)$$

[0050] Therefore, motor current value $I_d(s)$ The shown aforementioned approximation (4) is $r(s)$ of an approximation (4). It can express with the following formulas (6) by substituting a formula (5). motor current value $I_d(s)$ the shown approximation (6) -- property $Q(s)$ Cut off frequency $1 / 2 \pi \cdot T_2$ of the filter which it has ***** -- it is materialized

[0051]

[Equation 6]

$$I_d(s) \approx \left(\frac{L n s + R n}{T_2 s + 1} \right) \left(\frac{1}{L n s + R n} \right) I_r(s) = \frac{1}{T_2 s + 1} I_r(s) \dots\dots\dots (6)$$

[0052] on the other hand -- multiplication -- there is a minimum gain theorem shown in the following formulas (7) as sufficient condition for the control system which receives the-like perturbation being stable

[0053]

[Equation 7]

$$|T(s) \cdot \Delta(s)| < 1 \quad \dots \dots \dots (7)$$

[0054] Here, it is $T(s)$. In a complementary sensitivity function, i.e., drawing 5, when a controlled system and its mathematical model are in agreement, they are $L_n = L$, $R_n = R$, and the transfer characteristics at the time of $K = 1$. this example -- $T(s) = Q(s)$ it is -- since -- the following formulas (8) are satisfied -- as -- property $Q(s)$ Time constant $T1$ of the filter 57 which it has It determines.

[0055]

[Equation 8]

$$|Q(s) \cdot \Delta(s)| < 1 \quad \dots \dots \dots (8)$$

[0056] Δ defined by the above-mentioned formula (3) by this example in consideration of the range of fluctuation of the inductance L of the motor expected, internal resistance R , and a constant $K(s)$ It is property $Q(s)$ so that the range may be defined and the above-mentioned formula (8) may be filled in all the ranges of $\Delta(s)$. Time constant $T1$ of the filter 57 which it has Robust stability is securable if it sets.

[0057] The control system which is shown in drawing 5 according to the above examination is property [of a filter 57] $Q(s)$. With a cut off frequency [below] $(1 / 2 \pi \cdot T^2)$, it can express with the equivalent block diagram further shown in (a) of drawing 6, as shown in the equivalent block diagram further shown in (b) of drawing 6, it can simplify, and it can express. That is, the reverse property of a mathematical model is given to the molecule of the property formula of the feedforward compensator 51 of drawing 5, and it is the time constant $T1$ of the aforementioned filter to a denominator. Large time constant $T2$ By giving, it is a time constant $T2$. The response characteristic defined is realizable.

[0058] Moreover, change by the counter-electromotive force generated by rotation of a motor is compensated by constituting a control system as mentioned above.

[0059] As drawing 6 showed the speed of responsibility, it is property $Q(s)$. Time constant $T1$ of a filter Large time constant $T2$ It can set up in the arbitrary ranges to define and practically sufficient response characteristic can be realized.

[0060] Furthermore, unlike the conventional current feedback control system, it is [as opposed to / battery voltage, resistance between motor terminals, and change of motor torque / as the formula (2) showed] property $Q(s)$. The cut off frequency of a filter has the important advantage that safety is also securable as a design performance is maintained and the formula (6) showed.

[0061] Next, detection of failure of the drive system of electric power-steering equipment is explained. If neither the influence of counter-electromotive force nor change of a controlled system is fully previously compensated as explained in Object of the Invention, it is the motor current instruction value I_r . A difference with the actual-current value i of a motor becomes

large.

[0062] For this reason, it is the motor current instruction value I_r simply. When the actual-current value i of a motor is compared and the difference exceeds the set point, although the drive system is operating normally, by having judged that failure occurred in the drive system, there is a possibility of making an incorrect intermediary judgment to it being generating of failure.

[0063] Then, in this invention, failure of a drive system is detected by the method explained below to the robust control system explained previously. It can calculate the estimate I_{ed} of current (s) which therefore flows on a motor, and (motor current estimate being told hereafter) to the following formulas (9) since motor current is controlled to be expressed to a formula (6) that it explained previously therefore when the drive system is not out of order. When a drive system breaks down, a formula (6) stops materializing.

[0064]

[Equation 9]

$$I_{ed}(s) = \frac{1}{T^2 s + 1} I_r(s) \quad \dots \dots \dots (9)$$

[0065] And as shown in the following formulas (10), when the absolute value of the difference e of the motor current estimate $I_{ed}(s)$ and the motor current value $I_d(s)$ exceeded the set point ER set up beforehand, it was made to judge that failure occurred in the drive system.

[0066]

[Equation 10]

$$e = | I_{ed}(s) - I_d(s) | \quad \dots \dots \dots (10)$$

[0067] The composition of the failure Monitoring Department is explained with reference to drawing 5. The computing element 61 with which set to drawing 5, and the failure Monitoring Department 60 calculates and presumes motor current estimate $I_{ed}(s)$ to be, Consisting of comparators 62, a computing element 61 is the motor current instruction value $I_r(s)$. It is based, and motor current estimate $I_{ed}(s)$ is calculated and presumed. When a comparator 62 compares the motor current estimate $I_{ed}(s)$ and the motor current value $I_d(s)$ which were presumed and the difference e exceeds the predetermined allowed value ER , the error signal which shows that failure occurred is outputted to a drive system.

[0068] The motor current estimate $I_{ed}(s)$ is the same as motor current estimate in case the drive system calculated by the aforementioned approximation (9) is in a normal state as described above, and the actual-current value i which detected the actual current which flows on a motor by the motor current detector 42 (refer to drawing 2) is specifically used for the motor current value $I_d(s)$ and a (actual-current value).

[0069] Drawing 7 is a flow chart explaining surveillance operation of the failure Monitoring Department 60 performed by CPU of a control section 30. In addition, surveillance operation explained below extracts a sampled value repeatedly at intervals of a predetermined time, and processing of an operation, judgment, etc. is performed.

[0070] First, motor current instruction value I_r from the current instruction value computing element 22 (refer to drawing 2) Motor current instruction value I_r read and (Step P1) read It is based and the motor current estimate I_{ed} is calculated (Step P2). Next, the motor current detector 42 (refer to drawing 2) detects the motor actual-current value i (Step P3).

[0071] It judges whether the absolute value e of the difference of the motor current estimate I_{ed} and the motor actual-current value i is over the predetermined allowed value ER (Step P4), and a counter is reset when it is not over the allowed value (step P5). Moreover, when it is over the allowed value, only 1 increments a counter (Step P6).

[0072] When the counted value of a counter judges whether it is over the default value set up beforehand (Step P7) and is not over default value, it judges that it is normal and returns to main routine. Moreover, when it is over default value, the shift preparations to the failure manipulation routine which judges it as generating of failure, sets a failure flag as 1, and an alarm display and others do not illustrate are made (Step P8), and it returns to main routine.

[0073] In addition, the default value used for the judgment of the counted value of the above-mentioned counter It is a value for carrying out counting of the number of times judged as the absolute value of the difference of the above-mentioned motor current estimate I_{ed} and the above-mentioned motor actual-current value i having exceeded the allowed value, and judging generating of failure. When the number of times which carried out counting exceeds multiple times, for example, 10 times, an experiment shall determine suitably with the value for judging it as generating of failure.

[0074] Since according to the failure Monitoring Department which explained above a robust control system compensates change of the counter-electromotive force and the controlled system which are generated on a motor in case the motor current estimate I_{ed} is compared with the motor actual-current value i , although a bird clapper does not have unusually the difference of motor current estimate and a motor actual-current value greatly and the drive system is operating normally, there is no possibility of making an incorrect intermediary judgment to it being generating of failure.

[0075] In addition, with the gestalt of the above-mentioned implementation, although the transfer function has shown the component of a control section, if concrete circuitry is circuit element with the property shown by the transfer function, proper circuit element can be used for it.

[0076]

[Effect of the Invention] As explained above the control unit of the electric power-steering

equipment of this invention It is based on the current instruction value inputted into a control system, and the motor current value which is an output. The difference of the motor control property (design property of a motor) in controller output criteria for which it wishes, and an actual motor control property is calculated. the difference -- an amendment, even if it changes property constants, such as a torque constant of the resistance between terminals of battery voltage or a motor, and a motor, according to the cause of change and others of the environment of temperature and others, since it feeds back like The motor control property for which it wishes can be maintained, and the stability of a control system is not lost.

[0077] And since a robust control system compensates change of the counter-electromotive force and the controlled system which are generated on a motor in case the estimate of motor current and the actual-current value of a motor which were calculated according to an operation are compared at the failure Monitoring Department A bird clapper does not have unusually the difference of motor current estimate and a motor actual-current value greatly, although the drive system is operating normally, a possibility of making an incorrect intermediary judgment to it being generating of failure disappears, and the operating state of a drive system can always be supervised correctly.

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] Drawing explaining the outline of the composition of electromotive power-steering equipment.

[Drawing 2] The block diagram of the electronic control circuit of this invention.

[Drawing 3] The block diagram showing an example of the composition of a motorised circuit.

[Drawing 4] The block diagram having shown the conventional current feedback control system by the transfer function.

[Drawing 5] The block diagram having shown the composition of the control system of this invention by the transfer function.

[Drawing 6] The block diagram having shown the equal circuit of the control system of this invention by the transfer function.

[Drawing 7] The flow chart explaining surveillance operation of the failure Monitoring Department performed by the control section.

[Drawing 8] Drawing explaining the relation between a motor current instruction value and a motor actual-current value to the rotational speed of a motor in the control unit of conventional electric power-steering equipment.

[Description of Notations]

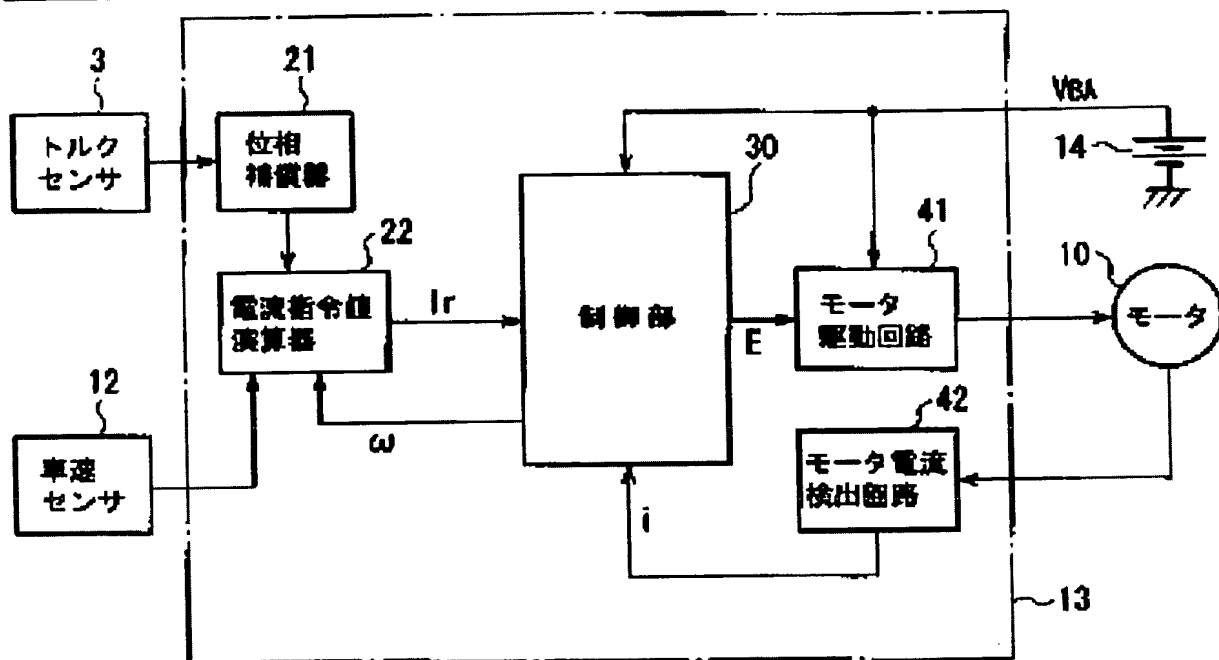
3 Torque Sensor

10 Motor

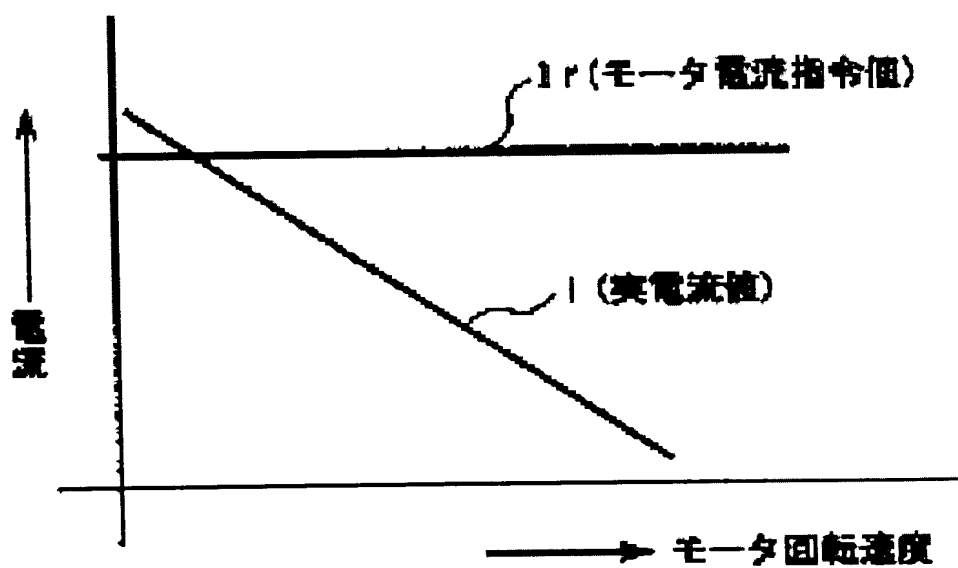
11 Ignition Key

12 Vehicle Speed Sensor
13 Electronic Control Circuit
21 Phase Compensator
22 Current Instruction Value Computing Element
30 Control Section
41 Motorised Circuit
42 Motor Current Detector
50 Controlled System (Motor)
51 Feedforward Compensator
52 Adder
53 Addition Element
55 Motor Reverse Property Circuit Element
56 Adder
57 Filter
60 Failure Monitoring Department
61 Computing Element
62 Comparator

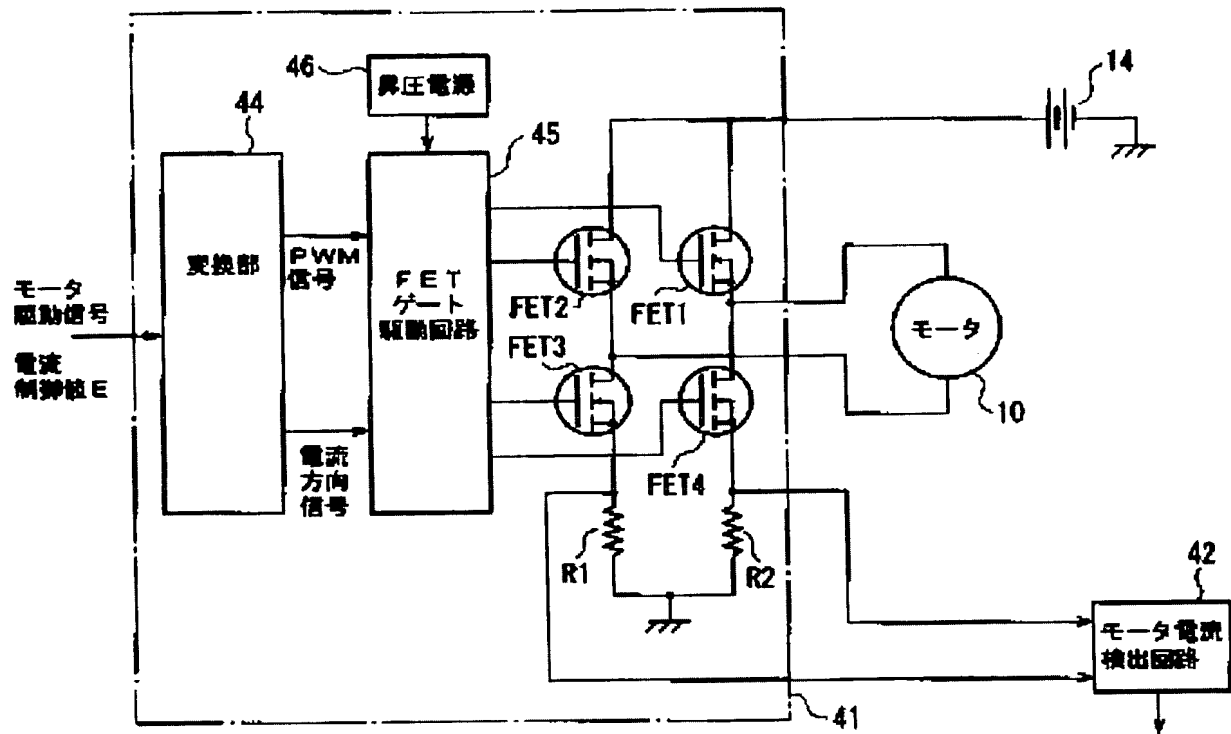
[Drawing 2]



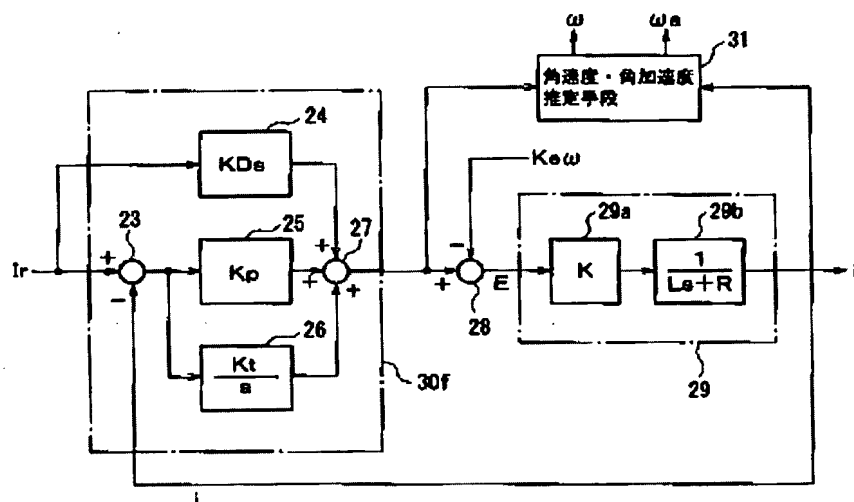
[Drawing 8]



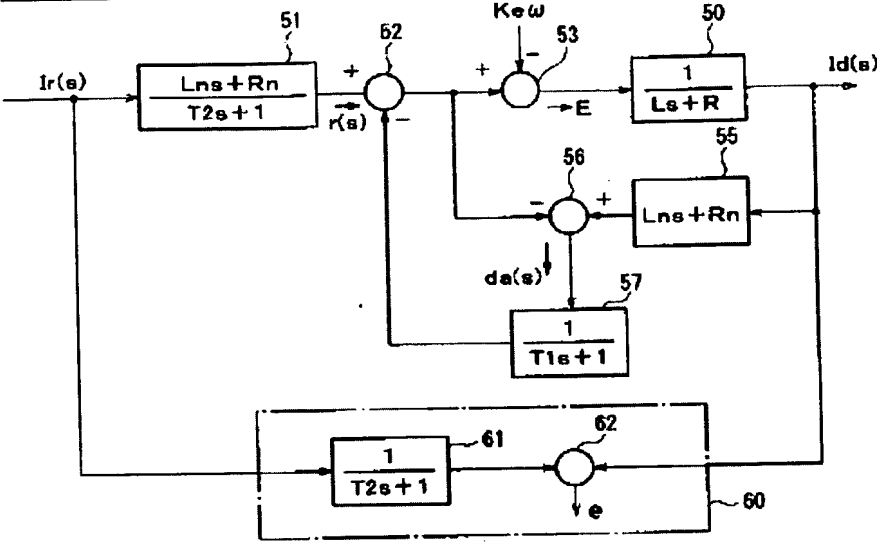
[Drawing 3]



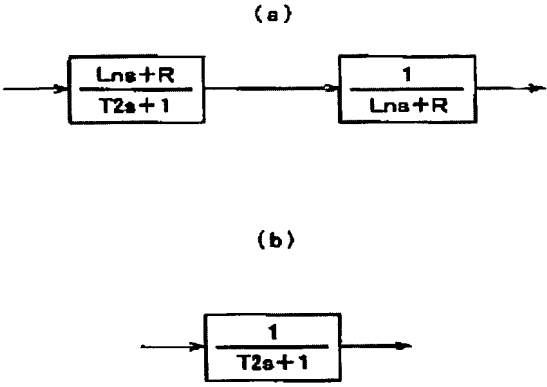
[Drawing 4]



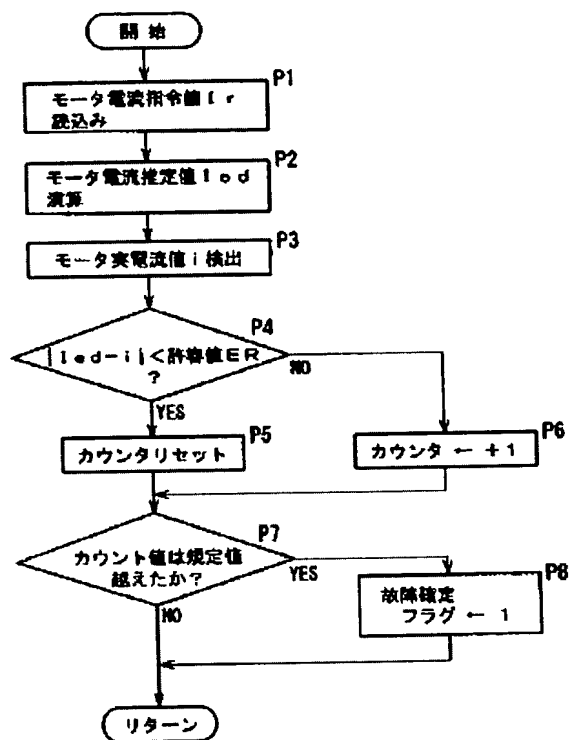
[Drawing 5]



[Drawing 6]



[Drawing 7]



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-234457

(P2002-234457A)

(43) 公開日 平成14年8月20日 (2002.8.20)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード (参考)

B 6 2 D 6/00

B 6 2 D 6/00

3 D 0 3 2

5/04

5/04

3 D 0 3 3

// B 6 2 D 101:00

101:00

119:00

119:00

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2001-34053 (P2001-34053)

(22) 出願日 平成13年2月9日 (2001.2.9)

(71) 出願人 000004204

日本精工株式会社

東京都品川区大崎1丁目6番3号

(72) 発明者 坂口 徹

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式
会社内

(72) 発明者 遠藤 修司

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式
会社内

(74) 代理人 100092299

弁理士 貞重 和生 (外1名)

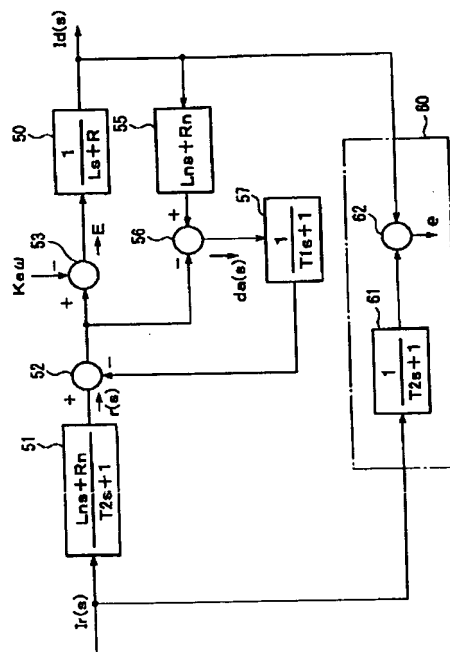
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動パワーステアリング装置の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 演算により求めたモータ電流推定値とモータ実電流値とを比較することにより駆動系の動作状態を監視するようにした電動パワーステアリング装置の制御装置を提供する。

【解決手段】 モータ出力の制御目標値であるモータ電流指令値 $I_r(s)$ はフィードフォワード補償器 51 に入力され、加算器 52、加算要素 53 を経て制御対象 (モータ) 50 に入力される。制御対象 50 のモータ電流値 $I_d(s)$ はモータ電流指令値 $I_r(s)$ に基づいて所定の演算式により演算することができる。演算したモータ電流値 $I_d(s)$ をモータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ とし、モータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ とモータ電流値 $I_d(s)$ (実電流値 i) とを比較し、その差 e が予め設定した設定値を越えたとき、駆動系に故障が発生したと判断する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルクと検出された車速に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御する電動パワーステアリング装置の制御装置において、検出された操舵トルクと検出された車速に基づいてモータ出力の制御目標値であるモータ電流指令値を演算するモータ電流指令値演算手段と、

前記モータ電流指令値に基づいてモータ電流の推定値を演算するモータ電流推定値演算手段と、

モータ電流検出手段と、

前記演算されたモータ電流推定値と検出されたモータ電流値との差に基づいて駆動系の故障を検知する監視手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。

【請求項2】 前記監視手段は、演算されたモータ電流推定値と検出されたモータ電流値との差が予め設定された所定の許容値を越えているとき、駆動系の故障と判定する監視手段であることを特徴とする請求項1記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、電動パワーステアリング装置の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】車両用の電動パワーステアリング装置は、操向ハンドルの操作によりステアリングシャフトに発生する操舵トルクと車速を検出し、その検出信号に基づいてモータを駆動して操向ハンドルの操舵力を補助するものである。このような電動式パワーステアリング装置の制御は電子制御回路で実行されるが、その制御の概要は、トルクセンサで検出された操舵トルクと車速センサで検出された車速に基づいてモータに供給する電流の大きさを演算し、その演算結果に基づいてモータに供給する電流を制御する。

【0003】即ち、電子制御回路は、操向ハンドルが操作されて操舵トルクが発生しているときに、検出された車速が零あるいは低速の場合は大きな操舵補助力を供給し、検出された車速が速い場合は小さな操舵補助力を供給するように操向ハンドルの操舵力と車速に応じてモータ出力の制御目標値であるモータ電流指令値を演算し、この演算結果であるモータ電流指令値と実際にモータに流れる実電流値の差が零になるように電流フィードバック制御を行なうことで、走行状態に応じた最適の操舵補助力を与えることができる。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記した従来の電動パワーステアリング装置の制御装置では、モータ電流指令値 I_r の演算には、操舵トルクと車速とをパラメータとし、モータの回転速度が考慮されてい

ないため、モータ駆動回路が正常であつてもモータに異常電流が流れていると誤った判断をする場合がある。

【0005】即ち、図8に示すように、直流モータに流れる実電流値 i はモータの回転速度に応じた逆起電力が発生するため、回転速度が高くなると減少する特性を有している。

【0006】一方、モータ電流指令値 I_r は操舵トルクと車速に基づいて決定され、モータの回転速度は考慮されないから、電流フィードバック制御でモータの回転により発生する逆起電力の影響が補償されないと、モータ電流指令値 I_r とモータの実電流値 i との差が大きくなり、モータに異常電流が流れていると誤って判断してしまう不都合が生じる。

【0007】また、バッテリー電圧、モータの特性定数が変動すると、制御特性が悪化してモータ電流指令値 I_r とモータの実電流値 i との差が大きくなり、モータに異常電流が流れていると誤って判断してしまう不都合が生じる。

【0008】本発明は、上記した不都合を解消することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】この発明は上記課題を解決するもので、請求項1の発明は、少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルクと検出された車速に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御する電動パワーステアリング装置の制御装置において、検出された操舵トルクと検出された車速に基づいてモータ出力の制御目標値であるモータ電流指令値を演算するモータ電流指令値演算手段と、前記モータ電流指令値に基づいてモータ電流の推定値を演算するモータ電流推定値演算手段と、モータ電流検出手段と、前記演算されたモータ電流推定値と検出されたモータ電流値との差に基づいて駆動系の故障を検知する監視手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置である。

【0010】そして、前記監視手段は、演算されたモータ電流推定値と検出されたモータ電流値との差が予め設定された所定の許容値を越えているとき、駆動系の故障と判定する監視手段である。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態について説明する。図1は、この発明を実施するに適した電動パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図で、操向ハンドル1の軸2は減速ギア4、ユニバーサルジョイント5a、5b、ピニオンラック機構7を経て操向車輪のタイロッド8に結合されている。軸2には操向ハンドル1の操舵トルクを検出するトルクセンサ3が設けられており、また、操舵力を補助するモータ10がクラッチ9、減速ギア4を介して軸2に結合している。

【0012】パワーステアリング装置を制御する電子制

御回路13は、バッテリー14からイグニッションキー11を経て電力が供給される。電子制御回路13は、トルクセンサ3で検出された操舵トルクと車速センサ12で検出された車速に基づいてモータ電流指令値 I_r を演算し、演算されたモータ電流指令値（以下、電流指令値という） I_r に基づいてモータ10に供給する電流制御値 E を制御する。

【0013】クラッチ9は電子制御回路13により制御される。クラッチ9は通常の動作状態では結合しており、電子制御回路13によりパワーステアリング装置の故障と判断された時、及び電源がOFFとなっている時に切離される。

【0014】図2は、電子制御回路13の構成を示したブロック図である。この実施例では電子制御回路13は主としてCPUから構成されるが、ここではそのCPU内部においてプログラムで実行される機能を示してある。例えば、位相補償器21は独立したハードウェアとしての位相補償器21を示すものではなく、CPUで実行される位相補償機能を示す。なお、電子制御回路13をCPUで構成せず、これらの機能要素をそれぞれ独立したハードウェア（電子回路）で構成できることは言うまでもない。

【0015】以下、電子制御回路13の機能と動作を説明する。トルクセンサ3から入力された操舵トルク信号は、位相補償器21で操舵系の安定を高めるために位相補償され、電流指令値演算器22に入力される。また、車速センサ12で検出された車速も電流指令値演算器22に入力される。

【0016】電流指令値演算器22は、入力されたトルク信号、車速信号、及びモータ角速度推定値 ω 、その他のパラメータに基づいて所定の演算式によりモータ10に供給する電流の制御目標値である電流指令値 I_r を演算する。

【0017】30は制御部で、電流指令値 I_r を入力信号として電流制御値 E を得て制御対象であるモータを駆動する。従来の制御部は、例えば比較器、微分補償器、比例演算器及び積分演算器から構成され、モータに実際に流れる実電流値 i がモータ電流指令値 I_r に一致するように電流フィードバック制御を行っていたが、この発明では、制御部30はロバスト制御を行う制御部としている。これについては後で詳細に説明することにする。

【0018】制御部30から出力される電流制御値 E はモータ駆動回路41に供給され、モータ10を駆動する。モータ10の実電流値 i はモータ電流検出回路42により検出され、制御部30にフィードバックされる。

【0019】図3にモータ駆動回路41の構成の一例を示す。モータ駆動回路41は制御部30から入力された電流制御値 E をPWM信号（パルス幅変調信号）と電流方向信号とに分離変換する変換部44、FET1～FET4、及びそれ等のゲートを開閉駆動するFETゲート

駆動回路45等からなる。なお、昇圧電源46はFET1、FET2のハイサイド側を駆動する電源である。

【0020】PWM信号は、Hブリッジ接続されたFET（電界効果トランジスタ）スイッチング素子FET1～FET2のゲートを駆動する信号で、制御部30において演算された電流制御値 E の絶対値によりPWM信号のデューティ比（FETのゲートをON/OFFする時間比）が決定される。

【0021】電流方向信号は、モータに供給する電流の方向を指示する信号で、制御部30で演算された電流制御値 E の符号（正負）により決定される信号である。

【0022】FET1とFET2は前記したPWM信号のデューティ比に基づいてゲートがON/OFFされるスイッチング素子で、モータに流れる電流の大きさを制御するためのスイッチング素子である。また、FET3とFET4は前記した電流方向信号に基づいてゲートがON或いはOFFされる（一方がONの時、他方はOFFとなる）スイッチング素子で、モータに流れる電流の方向、即ちモータの回転方向を切り換えるスイッチング素子である。

【0023】FET3が導通状態にあるときは、電流はFET1、モータ10、FET3、抵抗R1を経て流れ、モータ10に正方向の電流が流れる。また、FET4が導通状態にあるときは、電流はFET2、モータ10、FET4、抵抗R2を経て流れ、モータ10に負方向の電流が流れる。

【0024】モータ電流検出回路42は、抵抗R1の両端における電圧降下に基づいて正方向電流の大きさを検出し、また、抵抗R2の両端における電圧降下に基づいて負方向電流の大きさを検出する。検出されたモータ実電流値 i は制御部30にフィードバックして入力される（図2参照）。

【0025】以上説明した電子制御回路は、操向ハンドルが操作されて操舵トルクが発生しているときに、検出された操舵トルクが大きく、また検出された車速が零あるいは低速の場合は電流指令値 I_r を大きく設定し、検出された操舵トルクが小さく、また検出された車速が速い場合は電流指令値 I_r を小さく設定するから、走行状態に応じた最適の操舵補助力を与えることができる。

【0026】次に、この発明の制御部30について説明するが、その前に、まず、従来の電流フィードバック制御部30fの構成を説明する。

【0027】図4は従来のフィードバック制御系の構成を伝達関数で示したブロック図であつて、23は比較器、24は微分要素（KDs）、25は比例要素（Kp）、26は積分要素（Kt/s）、27は加算器を示し、フィードバック制御部30fは以上の回路要素により構成される。また、29は制御対象であるモータを示しており、29aは比例定数（K）、29bはモータ要素（Lはモータのインダクタンス、Rはモータの内部抵

抗、 s はラプラス演算子で、 $1/(Ls + R)$ でモータ要素を示す)である。

【0028】また、図4では、加算器28を介して制御対象の入力側に逆起電力 $K_e \omega$ が印加されているが、これはモータの回転により発生する逆起電力の影響を等価的に示したもので、モータの回転により発生する逆起電力が入力側の電流制御値に現れることを示している。なお、 K_e はモータの逆起電力定数、 ω はモータの角速度、 ωa はモータの角加速度を示す。

【0029】この制御系では、電流指令値 I_r を入力信号とし、これに制御対象であるモータに実際に流れる実電流値 i をフィードバックして、両者の差の信号の微分値、比例値、及び積分値を加算して電流制御値 E を得る。そしてこの電流制御値により制御対象であるモータを駆動している。

【0030】しかしながら、従来のフィードバック制御系では、バッテリー電圧の変動や温度変化などの変動に対してシステムの安定性を失うおそれがある。

【0031】そこで、この発明では、制御部30を、上記した従来のフィードバック制御系に代えて図5に示すロバスト制御系で構成することにより、制御系の応答特性を維持し、バッテリー電圧の変動や温度変化などの変動要素があつてもシステムの安定性を確保するようにした。

【0032】図5は、ロバスト制御系の構成を伝達関数で示したブロック図である。50は制御対象であるモータを示しており、モータのインダクタンス L 、モータの内部抵抗 R 、ラプラス演算子を s とすると、モータ要素は $1/(Ls + R)$ で表される。

【0033】51は電流指令値 $I_r(s)$ に対するモータ電流値 $I_d(s)$ の応答特性を定義するためのフィードフ

ォワード補償器である。ここで L_n はモータのインダクタンスの設計値、 R_n はモータの内部抵抗の設計値、 T_2 は時定数、 s はラプラス演算子である。

【0034】52はフィードフォワード補償器51の出力 $r(s)$ と後述するフィルタ57の出力とを加算する加算器であつて、後述する加算器56の出力 $da(s)$ がフィルタ57を経て加算器52にフィードバックされて、制御器出力 $r(s)$ に加算される。これにより制御対象50のもつ変動分とモータの回転により発生する逆起電力の変動分が補償される。

【0035】53は加算要素で、制御対象の入力側にモータの回転により発生する逆起電力 $K_e \omega$ が加算器52の出力に加算されてモータ電流値 $I_d(s)$ に現れることを示し、モータ電流値 $I_d(s)$ に現れる逆起電力 $K_e \omega$ の影響を等価的に示したものである。ここで K_e はモータの逆起電力定数、 ω はモータの角速度を示す。加算要素53の出力はモータに供給する電流を規定する電流制御値 E である。

【0036】54は希望するモータ特性の逆特性を示す回路要素で、この実施例ではモータの逆起電力の影響を防ぐ目的から逆起電力の項を除いた電気的特性の数学モデルを採用して設計しており、 L_n 、 R_n はそれぞれモータのインダクタンスの設計値、モータの内部抵抗の設計値、 s はラプラス演算子である。

【0037】56は加算器で、回路要素54の出力と加算器52の出力との差、即ち、制御器出力基準における希望するモータ制御特性と実際の制御特性の差を演算するものである。加算器56の出力 $da(s)$ は以下の式

(1)で表される。

【0038】

【数1】

$$\begin{aligned} da(s) &= (L_n s + R_n) \cdot I_d(s) - \left(\frac{Ls + R}{K} I_d(s) + K_e \omega \right) \\ &= \left(\left(L_n + \frac{L}{K} \right) s + \left(R_n - \frac{R}{K} \right) \right) \cdot I_d(s) - K_e \omega \end{aligned}$$

..... (1)

【0039】式(1)より、加算器56の出力 $da(s)$ は制御対象の変動分と逆起電力の和であることが分かる。ここで、 L 、 R はそれぞれ制御対象のモータのインダクタンス、モータの内部抵抗、 L_n 、 R_n はそれぞれモータのインダクタンスの設計値、モータの内部抵抗の設計値、 s はラプラス演算子、 $K_e \omega$ は逆起電力、 K は定数である。

【0040】57は加算器56の出力 $da(s)$ をフィードバックする制御系の動作を安定させるフィルタで、その特性は $Q(s)$ で表される。この実施例では一次のローパスフィルタを用いており、図5におけるフィルタ特性 $Q(s) = 1/(T_1 s + 1)$ は、伝達関数で表されたフィル

タ特性 $Q(s)$ の一例を示している。ここで、 T_1 は時定数、 s はラプラス演算子である。

【0041】特性 $Q(s)$ をもつフィルタ57の出力をフィードバックすることにより、制御対象の変動と逆起電力と抑制し、定義した数学モデルの特性と一致させるように構成されている。以下、これについて説明する。

【0042】フィルタ57の出力をフィードバックした場合、モータ電流値 $I_d(s)$ は以下の式(2)で表される。

【0043】

【数2】

$$I_d(s) = \frac{P_n(s)(1+\Delta(s))}{1+Q(s)\Delta(s)} r(s) + \frac{P_n(s)(1-Q(s))(1+\Delta(s))}{1+Q(s)\Delta(s)} \cdot K_e \omega$$

..... (2)

【0044】式(2)における、 $P_n(s)$ はモータ特性の数学モデルである。また、 $\Delta(s)$ は、以下の式(3)で定義される。ここで、 $\Delta(s)$ は数学モデルと実際の特性との差を乗法的摂動モデルを用いて表したときの摂動

分である。

【0045】

【数3】

$$\Delta(s) = \frac{\frac{L}{K}s + \frac{R}{K}}{Ln s + Rn} - 1 \quad \text{..... (3)}$$

【0046】フィルタの特性 $Q(s)$ が近似的に1の場合は、式(2)は以下の近似式(4)で表わすことができ、モータ電流値 $I_d(s)$ を求めることができる。

【0047】

【数4】

$$I_d(s) \doteq P_n(s) r(s) \doteq \frac{1}{Ln s + Rn} r(s) \quad \text{..... (4)}$$

【0048】フィードフォワード補償器の出力 $r(s)$ は、電流指令値 $I_r(s)$ にフィードフォワード補償器の特性 $(Ln s + Rn) / (T_2 s + 1)$ を乗算した以下の式(5)で表すことができる。ここで、 T_2 は時定数、 s

はラプラス演算子である。

【0049】

【数5】

$$r(s) = \left(\frac{Ln s + Rn}{T_2 s + 1} \right) I_r(s) \quad \text{..... (5)}$$

【0050】従つて、モータ電流値 $I_d(s)$ を示す前記近似式(4)は、近似式(4)の $r(s)$ に式(5)を代入することにより以下の式(6)で表すことができる。モータ電流値 $I_d(s)$ を示す近似式(6)は、特性 Q

(s) を持つフィルタのカットオフ周波数 $1/2\pi \cdot T_2$ までは成立する。

【0051】

【数6】

$$I_d(s) \doteq \left(\frac{Ln s + Rn}{T_2 s + 1} \right) \left(\frac{1}{Ln s + Rn} \right) I_r(s) = \frac{1}{T_2 s + 1} I_r(s)$$

..... (6)

【0052】一方、乗法的摂動を受ける制御系が安定であるための十分条件として、以下の式(7)に示す最小ゲイン定理がある。

【0053】

【数7】

$$|T(s) \cdot \Delta(s)| < 1 \quad \text{..... (7)}$$

【0054】ここで、 $T(s)$ は制御対象とその数学モデルが一致しているときの相補感度関数、即ち、図5において $Ln = L$ 、 $Rn = R$ 、 $K = 1$ のときの伝達特性である。この実施例では、 $T(s) = Q(s)$ であるので、以下

の式(8)が満足するように特性 $Q(s)$ を持つフィルタ57の時定数 T_1 を決定する。

【0055】

【数8】

$$|Q(s) \cdot \Delta(s)| < 1 \quad \text{..... (8)}$$

【0056】この実施例では、予想されるモータのインダクタンス L 、内部抵抗 R 、及び定数 K の変動幅を考慮して上記式(3)で定義される $\Delta(s)$ の範囲を定め、 $\Delta(s)$ の全範囲において上記式(8)が満たされるように特性 $Q(s)$ を持つフィルタ57の時定数 T_1 を定めれば、ロバスト安定性を確保することができる。

【0057】以上の検討によれば、図5に示す制御系は

フィルタ57の特性 $Q(s)$ のカットオフ周波数以下 $(1/2\pi \cdot T_2)$ であれば、更に図6の(a)に示す等価ブロック図で表すことができ、更に図6の(b)に示す等価ブロック図のように簡略化して表すことができる。即ち、図5のフィードフォワード補償器51の特性式の分子に数学モデルの逆特性を与え、分母に前記フィルタの時定数 T_1 よりも大きい時定数 T_2 を与えることによ

り、時定数T2で定義される応答特性を実現することができる。

【0058】また、以上のように制御系を構成することにより、モータの回転により発生する逆起電力による変動が補償される。

【0059】応答性の速さについては、図6で示したように、特性Q(s)のフィルタの時定数T1よりも大きい時定数T2で定める任意の範囲で設定することができる、実用上十分な応答特性を実現することができる。

【0060】更に、従来の電流フィードバック制御系とは異なり、式(2)で示したようにバッテリー電圧、モータ端子間抵抗、モータトルクの変動に対し、特性Q(s)のフィルタのカットオフ周波数までは設計性能を維持し、且つ式(6)で示したように安全性も確保できるという重要な利点を有する。

【0061】次に、電動パワーステアリング装置の駆動系の故障の検出について説明する。先に、発明が解決しようとする課題において説明したとおり、逆起電力の影

$$I_{ed}(s) = \frac{1}{T_2 s + 1} I_r(s) \dots\dots\dots (9)$$

【0065】そして、以下の式(10)で示すように、モータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ とモータ電流値 $I_d(s)$ との差 e の絶対値が予め設定した設定値 E_R を越えたとき、駆

$$e = |I_{ed}(s) - I_d(s)| \dots\dots\dots (10)$$

【0067】図5を参照して故障監視部の構成を説明する。図5において故障監視部60はモータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ を演算・推定する演算器61と、比較器62とから構成され、演算器61はモータ電流指令値 $I_r(s)$ に基づいてモータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ を演算・推定し、比較器62は推定したモータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ とモータ電流値 $I_d(s)$ とを比較し、その差 e が所定の許容値 E_R を越えた時、駆動系に故障が発生したことを示すエラー信号を出力する。

【0068】モータ電流推定値 $I_{ed}(s)$ は前記したとおり、前記近似式(9)により演算した駆動系が正常な状態のときのモータ電流推定値と同じであり、モータ電流値 $I_d(s)$ (実電流値)は、具体的にはモータに流れる実電流をモータ電流検出回路42(図2参照)により検出した実電流値 i を使用する。

【0069】図7は、制御部30のCPUで実行される故障監視部60の監視動作を説明するフローチャートである。なお、以下説明する監視動作は、所定時間間隔で繰り返しサンプル値を抽出して演算・判断等の処理が実行されるものである。

【0070】まず、電流指令値演算器22(図2参照)からのモータ電流指令値 I_r を読み込み(ステップP1)、読み込まれたモータ電流指令値 I_r に基づいてモータ電流推定値 I_{ed} を演算する(ステップP2)。次に、モータ電流検出回路42(図2参照)によりモータ

電流や制御対象の変動が十分に補償されないと、モータ電流指令値 I_r とモータの実電流値 i との差が大きくなる。

【0062】このため、単純にモータ電流指令値 I_r とモータの実電流値 i とを比較してその差が設定値を越えたとき、駆動系に故障が発生したと判断したのでは、駆動系が正常に動作しているにも関わらず、故障の発生であると誤って判断してしまうおそれがある。

【0063】そこで、この発明では、先に説明したロバスト制御系に対して、以下に説明する方法により駆動系の故障を検出する。駆動系が故障していないときには、先に説明したように式(6)によつて表わされるように、モータ電流が制御されるので、以下の式(9)によつてモータに流れる電流の推定値 $I_{ed}(s)$ (以下、モータ電流推定値という)を演算することができる。駆動系が故障したときは、式(6)は成立しなくなる。

【0064】

【数9】

動系に故障が発生したと判断するようにした。

【0066】

【数10】

実電流値 i を検出する(ステップP3)。

【0071】モータ電流推定値 I_{ed} とモータ実電流値 i との差の絶対値 e が所定の許容値 E_R を越えているか否かを判定し(ステップP4)、許容値を越えていない場合はカウンタをリセットする(ステップP5)。また、許容値を越えている場合はカウンタを1だけインクリメントする(ステップP6)。

【0072】カウンタのカウント値が予め設定した規定値を越えているか否かを判定し(ステップP7)、規定値を越えていない場合は正常と判断して主ルーチンに戻る。また、規定値を越えている場合は故障の発生と判断して故障フラグを1に設定して警告表示、その他の図示しない故障処理ルーチンへの移行準備を行い(ステップP8)、主ルーチンに戻る。

【0073】なお、上記したカウンタのカウント値の判定に使用される規定値は、上記したモータ電流推定値 I_{ed} とモータ実電流値 i との差の絶対値が許容値を越えたときと判定された回数を計数して故障の発生を判断するための値であり、計数した回数が複数回、例えば10回を越えたとき故障の発生と判断するための値で、実験により適宜決定するものとする。

【0074】以上説明した故障監視部によれば、モータ電流推定値 I_{ed} とモータ実電流値 i とを比較する際に、ロバスト制御系がモータに発生する逆起電力および制御対象の変動を補償するので、モータ電流推定値とモータ

実電流値との差が異常に大きくなることなく、駆動系が正常に動作しているにも関わらず、故障の発生であると誤って判断してしまうおそれがない。

【0075】なお、上記実施の形態では、制御部の構成要素を伝達関数で示してあるが、具体的な回路構成は、伝達関数で示した特性を持つ回路要素であれば適宜の回路要素を使用することができる。

【0076】

【発明の効果】以上説明したとおり、この発明の電動パワーステアリング装置の制御装置は、制御系に入力される電流指令値と出力であるモータ電流値に基づいて、制御器出力基準における希望するモータ制御特性（モータの設計特性）と実際のモータ制御特性との差を演算し、その差を補正するようにフィードバックするものであるから、バッテリー電圧やモータの端子間抵抗、モータのトルク定数などの特性定数が温度その他の環境の変化その他の原因により変動しても、希望するモータ制御特性を維持することができ、制御系の安定性を失うことがない。

【0077】そして、故障監視部において、演算により求めたモータ電流の推定値とモータの実電流値とを比較する際に、ロバスト制御系がモータに発生する逆起電力および制御対象の変動を補償するので、モータ電流推定値とモータ実電流値との差が異常に大きくなることは無く、駆動系が正常に動作しているにも関わらず故障の発生であると誤って判断してしまうおそれなくなり、常に正確に駆動系の動作状態を監視することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】電動式パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図。

【図2】この発明の電子制御回路のブロック図。

【図3】モータ駆動回路の構成の一例を示すブロック図。

【図4】従来の電流フィードバック制御系を伝達関数で示したブロック図。

【図5】この発明の制御系の構成を伝達関数で示したブロック図。

【図6】この発明の制御系の等価回路を伝達関数で示したブロック図。

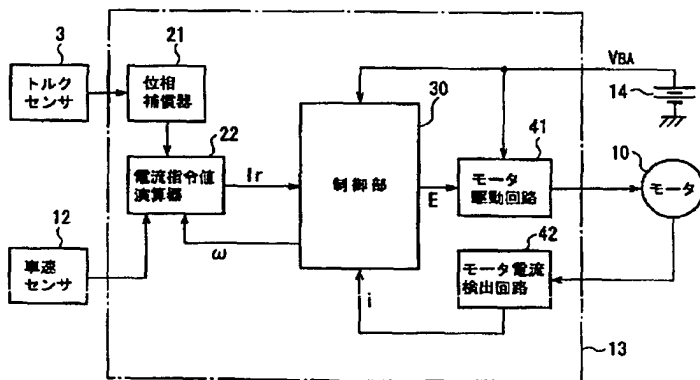
【図7】制御部で実行される故障監視部の監視動作を説明するフローチャート。

【図8】従来の電動パワーステアリング装置の制御装置におけるモータの回転速度に対するモータ電流指令値とモータ実電流値の関係を説明する図。

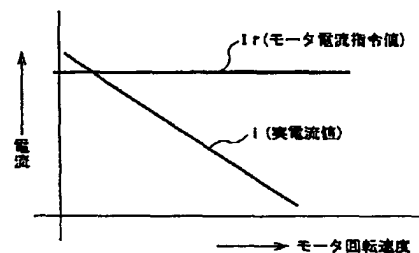
【符号の説明】

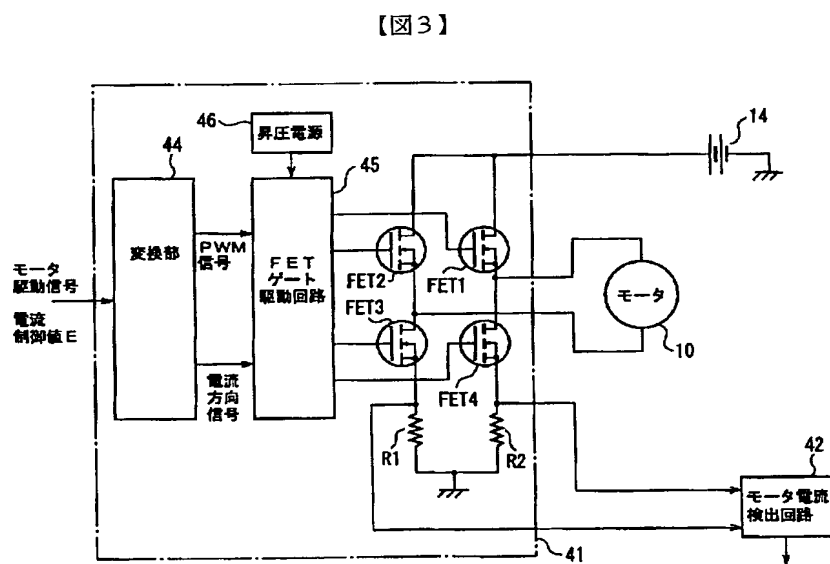
- 3 トルクセンサ
- 10 モータ
- 11 イグニッションキー
- 12 車速センサ
- 13 電子制御回路
- 21 位相補償器
- 22 電流指令値演算器
- 30 制御部
- 41 モータ駆動回路
- 42 モータ電流検出回路
- 50 制御対象（モータ）
- 51 フィードフォワード補償器
- 52 加算器
- 53 加算要素
- 55 モータ逆特性回路要素
- 56 加算器
- 57 フィルタ
- 60 故障監視部
- 61 演算器
- 62 比較器

【図2】

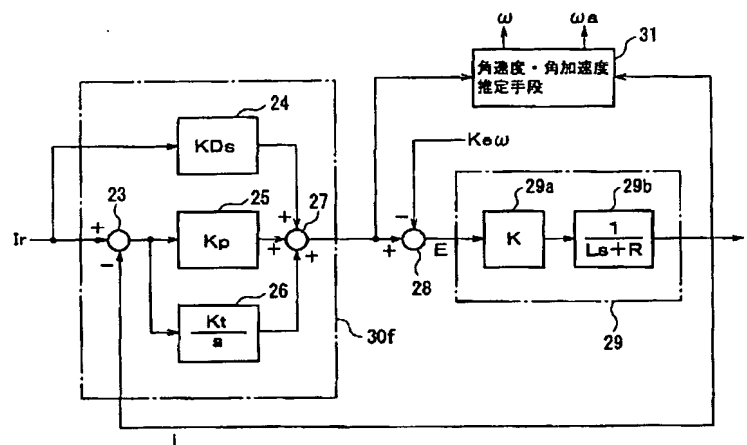


【図8】

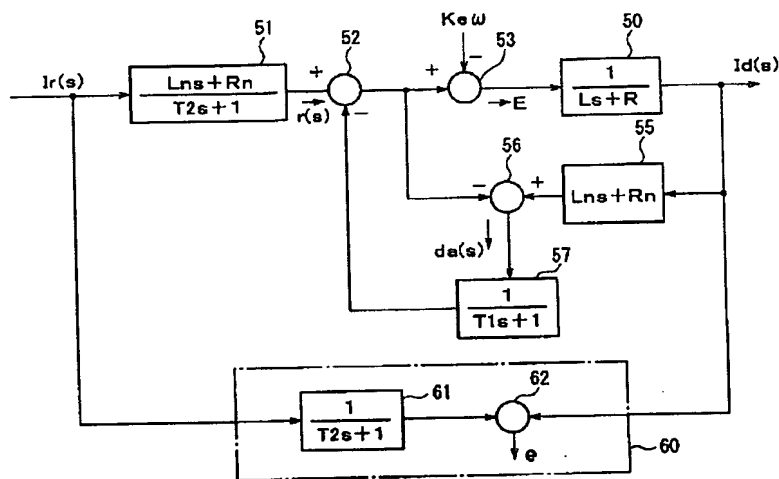




【図4】

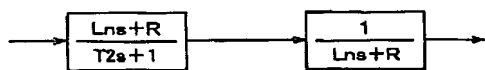


【図5】

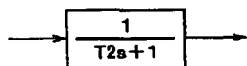


【図6】

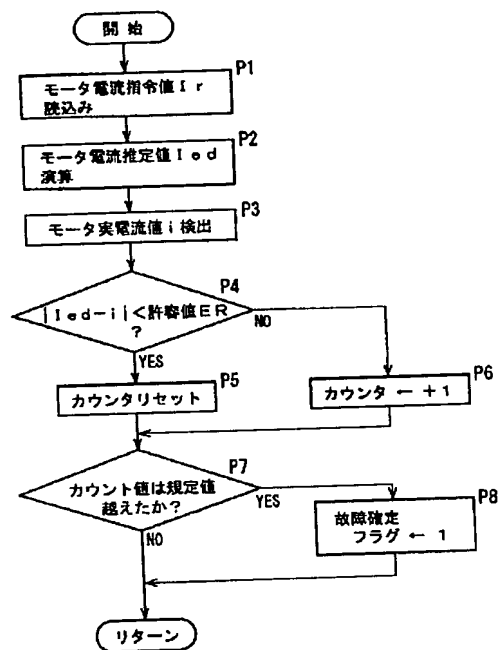
(a)



(b)



【図7】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3D032 CC38 DA15 DA23 DA64 DB11
DC01 DC02 DC03 DD17 DD18
EC23
3D033 CA13 CA16 CA20 CA28 CA31